500.43179X00

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant(s):	NAKADA, et al.
Serial No.:	Not assigned
Filed:	October 7, 2003
Title:	APPARATUS AND METHOD FOR RECEIVING SIGNALS INCLUDING DATA CARRIERS AND PILOT CARRIERS MODULATED BY MULTI-CARRIER MODULATION METHOD
Group:	Not assigned

LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY

Mail Stop Patent Application
Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

October 7, 2003

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55, the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on Japanese Application No.(s) 2002-295242 filed October 8, 2002.

A certified copy of said Japanese Application is attached.

Respectfully submitted,
ANTONELLI, TERRY, STOUT & KRAUS, LLP

Carl I. Brundidge
Registration No. 29,621

CIB/amr
Attachment
(703) 312-6600

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: ２００２年１０月　８日

出願番号
Application Number: 特願２００２－２９５２４２

[ST. 10/C]: [ＪＰ２００２－２９５２４２]

出願人
Applicant(s): 株式会社日立国際電気

２００３年　７月　９日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office 太田信一郎

出証番号　出証特２００３－３０５４３６４

【書類名】　特許願
【整理番号】　K141305
【提出日】　平成14年10月 8日
【あて先】　特許庁長官殿
【国際特許分類】　H04N 7/24
【発明者】
　【住所又は居所】　東京都小平市御幸町３２番地　株式会社日立国際電気内
　【氏名】　仲田　樹広
【発明者】
　【住所又は居所】　東京都小平市御幸町３２番地　株式会社日立国際電気内
　【氏名】　武居　裕之
【特許出願人】
　【識別番号】　000001122
　【氏名又は名称】　株式会社日立国際電気
　【代表者】　遠藤　誠
　【電話番号】　042-322-3111
【手数料の表示】
　【予納台帳番号】　060864
　【納付金額】　21,000円
【提出物件の目録】
　【物件名】　明細書　1
　【物件名】　図面　1
　【物件名】　要約書　1
【プルーフの要否】　要

【書類名】　明細書

【発明の名称】　受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項１】　複数のキャリアを用いて情報符号を伝送するマルチキャリア変調方式であって、該変調信号に振幅、位相が固定的であるパイロットキャリアが定期的に挿入されている信号を受信する受信装置において、受信信号と該受信信号を所定シンボル期間長あるいは上記パイロットキャリアの繰り返し周期に相当する期間長遅延させた信号との相互相関を演算する相関演算手段を有し、当該相関演算結果から上記パイロットキャリアにおける相関成分を抽出することを特徴とする受信装置。

【請求項２】　ガードインターバルを有する直交周波数分割多重(ＯＦＤＭ：Orthogonal Frequency Division Multiplex)変調方式であって、該変調信号に振幅、位相が固定的であるパイロットキャリアが定期的に挿入されている信号を受信する受信装置において、受信信号と該受信信号を所定シンボル期間長あるいはガードインターバル期間長遅延させた信号との相互相関を演算する相関演算手段と、上記受信信号あるいは上記所定シンボル期間長遅延させた受信信号と当該受信信号に対し相対的に有効シンボル期間長ずらした信号との相互相関を演算する相関演算手段と、上記後者の相関演算結果から上記前者の相関結果を減算する手段を有することを特徴とする受信装置。

【請求項３】　請求項２に記載の受信装置において、上記減算結果に基づき当該受信装置の受信サンプリングクロック周波数を送信側のクロック周波数に同期させるよう制御する手段を有することを特徴とする受信装置。

【請求項４】　請求項２または３に記載の受信装置において、上記減算結果に基づき当該受信装置のＦＦＴ演算の時間窓位置を制御する手段を有することを特徴とする受信装置。

【請求項５】　請求項２乃至４に記載の受信装置において、上記減算結果に基づき遅延プロファイルを生成する手段を有することを特徴とする受信装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、パイロットキャリアの挿入された直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplex：ＯＦＤＭ)変調方式で変調された信号を受信する受信装置に係わり、ガードインターバルの相関性を利用したクロック同期処理あるいは遅延プロファイル生成処理を有するＯＦＤＭ受信装置に関する。

【０００２】

【従来の技術】

近年、移動体向けディジタル音声放送や、地上系ディジタルテレビジョン放送への応用に適した変調方式として、マルチパスフェージングやゴーストに強いという特徴のある、直交周波数分割多重変調(ＯＦＤＭ)方式が注目を浴びている。このＯＦＤＭ方式は、マルチキャリア変調方式の一種であって、互いに直交するｎ本(ｎは数十～数百)の搬送波(以下キャリアという)にディジタル変調を施した伝送方式である。

これらの各キャリアのＩ軸成分、Ｑ軸成分には、各々に被変調信号として離散的な符号を割り当て、シンボル周期（数十μｓｅｃ）毎にその符号を更新する。そして、図２に示すように、これらの多数のディジタル変調波を加算し、Ｉ軸、Ｑ軸を直交変調して得られた変調信号を送信する。上記マルチキャリアのディジタル変調方式としては、４相差動位相偏移変調方式(ＤＱＰＳＫ：Differential Quadrature Phase Shift Keying)も用いられているが、１６値直交振幅変調方式(１６ＱＡＭ：16 Quadrature Amplitude Modulation)や３２ＱＡＭなどの多値変調方式が良く用いられている。

【０００３】

ＯＦＤＭ信号は、これら複数のキャリア対して逆フーリエ変換処理(ＩＦＦＴ)し、時間波形に変換する。　ＯＦＤＭ信号のシンボル構成は図３に示すように、ＩＦＦＴ処理後の時間軸波形である有効シンボルと、有効シンボルの一部を複写し、有効シンボルの前に付加したガードインターバルから構成される。ＯＦＤＭ方式は、ガードインターバルを付加することにより、ガードインターバル期間内の遅延時間の遅延波に対しては、そのシンボル間干渉による劣化を避けることが出来るため、マルチパスフェージングに対して強い耐性を有することができる。

このように、ガードインターバルとしてシンボルの前半部分と後半部分で同一の信号を伝送しているため、ＯＦＤＭ伝送装置では、それらの相互相関性を復調や同期処理に利用している。

【０００４】

次に、そのガードインターバルの相関性を利用した、本発明に係わる二点の処理について説明する。

第一点目として、ＯＦＤＭ方式は、サブキャリア間の周波数間隔が狭いため、送受信装置間のキャリア周波数誤差や復調系のサンプリングクロック周波数誤差によるサブキャリア間の干渉が生じ易く、それらの周波数の再生には高い精度が要求される。　つまり、ＯＦＤＭ信号を正しく受信し続けるためには、サンプリングクロック周波数を、送信信号のサンプリングクロック周波数に常に高精度に一致させ続けるというサンプリングクロック再生処理の必要がある。

そこで、ガードインターバルの相関性を利用してサンプリングクロック再生を行うものがある。(例えば、特許文献１参照)。　このＯＦＤＭ伝送装置について、図１６により簡単に説明する。

【０００５】

受信アンテナ１に入力された受信信号は、高周波部２、中間周波数部３を経由し、ベースバンド信号に変換される。　このベースバンド信号は、Ａ／Ｄ変換器４により、アナログ信号からディジタル信号に変換され、受信サンプリング系列(Ｒ)となり、ＦＦＴ演算部８により、送信側でＩＦＦＴ演算された時間波形信号が周波数波形信号に再生され、復調部９で元の信号に復調される。

ここで、相関器１３にて受信サンプリング系列(Ｒ)と有効シンボル遅延器１１で有効シンボル期間長分遅延した信号との相互相関演算処理を行う。　そして、該相関結果から、ガードインターバル期間分の信号を抽出し、それらを加算処理する。この処理をサンプリングクロック毎に１サンプルづつずらしながら行う。ガードインターバル期間外では、双方の信号に相関性が無いため相関結果は０に近い値となるが、ガードインターバルに差し掛かると相関性を有し始め、そこから比例的に値が増加し、加算期間がちょうどガードインターバルと一致した時点で相関値はピーク値となる。そして、その時点が過ぎると、ガードインターバル

期間とずれるため、相関値は減少し始める。　従って、この相関波形は、図４に示すように三角波となるが、実際には後述の様に、ＯＦＤＭ信号自体のランダム性により、雑音が加算されたような波形となる。

この相関値のピーク位置は、ガードインターバルの終了時点を指し示すため、ピーク位置を検出するシンボルタイミング検出部５において、このピーク位置が一定になるように、ＶＣＯ制御部６を介し、ＶＣＯ７のサンプリングクロック周波数を制御することで、クロック再生処理を実現することが出来る。

【０００６】

第二点目として、ＯＦＤＭ伝送はその方式上、移動体伝送に用いられることが多い。屋外での伝送はその地形に応じて、送信機から直接到来する主波の他に、建物等から反射して遅延時間を伴って到来する反射波が存在するマルチパス通信路が形成される。更に、移動体伝送においては、主波と反射波のレベルも時々刻々と変化するフェージング環境も発生することがある。このようなマルチパスによって受信側のＦＦＴ復調窓が反射波に同期してしまったり、ガードインターバルを越えるような反射波が存在するとシンボル間干渉が発生してしまう。

このシンボル間干渉はＣ／Ｎ(キャリア対雑音比：Carrier/Noise)の劣化として現れ、符号誤り率が劣化してしまう。　従って、伝送の信頼性を上げるためには、ガードインターバルを越えるような反射波が存在しないような伝搬路環境を選んで伝送する必要がある。　このため、伝搬路特性を観測し、伝搬路特性に基づいた伝送を行うことは非常に信頼性の向上に有効な手段となる。

【０００７】

伝搬路特性を観測する手段として最も良く用いられている方法に、主波や反射波のレベルと遅延時間を算出する遅延プロファイルがある。(例えば、特許文献２参照)。　この遅延プロファイルを算出するため、図１６の相関器１３で受信サンプリング信号と有効シンボル期間長分遅延した信号との相互相関処理を行い、相関結果をシンボル方向に平均処理することにより、図５に示すような波形を得ることが出来る。

この相関値の平均結果に対して、図１６の微分器１０で微分処理を行うことにより、図６の（ａ）に示すような微分波形を算出することが出来、微分波形に対

して、負の信号成分を取り除くことにより、図６の（ｂ）に示すような遅延プロファイル波形を得ることが出来る。

【０００８】

【特許文献１】

特開平０７－０９９４８６号公報

【特許文献２】

特開２００２－２３２３８９公報

【０００９】

【発明が解決しようとする課題】

前述のように、ＯＦＤＭ方式では各キャリアに１６ＱＡＭや３２ＱＡＭなどのディジタル変調を施すことがある。　これらの変調方式は、情報符号に対して、キャリア信号を図７に示すような信号点配置に構成し、各キャリアの振幅および位相に情報を持たせている。そのため、復調するためには、受信キャリアの絶対振幅、及び絶対位相を正確に再生する必要がある。

移動体伝送や、マルチパス環境下の様な劣悪な環境下では、各キャリアの振幅や位相が時々刻々と変化してしまうため、振幅、位相の再生は逐次、高速に行う必要がある。　そのため、振幅と位相が一定であるパイロットキャリアを数キャリア毎に配置して、パイロットキャリアに基づいて伝送路特性を推定し、振幅、位相の再生を行う方式が用いられている。　また、伝送性能を向上させるため、パイロットキャリアの振幅は通常のデータキャリアよりも大きめに設定することが多い。例えば、データキャリアと比較して、４／３倍の振幅比に設定する。

【００１０】

パイロットキャリアの配置については、システム条件により異なり、その配置についての一例を、図８を用いて説明する。

図８の（ａ）はパイロットキャリアを８キャリア間隔、シンボル毎に配置している。このパイロットキャリアは、シンボル方向に連続して配置されているため、ＣＰ(Continuous Carrier)キャリアと称している。

図８の（ｂ）はパイロットキャリアを８キャリア間隔に配置し、シンボル毎にキャリア位置をずらしているため、このパイロットキャリアをＳＰ(Scattering

Carrier)キャリアと称している。

ここで、等化可能なマルチパスの遅延時間は配置するキャリア間隔に依存し、等化可能なフェージング速度は配置するシンボル間隔に依存する。　また、伝送性能の向上のため、ＣＰとＳＰを組み合わせて利用する方式もある。

しかし、これらのパイロットキャリアは、各シンボルで所定の繰り返し周期を持つ信号となるため、前述の従来技術で示したガードインターバル相関を取った場合、ガード期間だけでなく、シンボルの全期間にわたって相関性を有し、従来技術で説明した相関結果に影響を与えてしまう。

【００１１】

具体例について、以下に、８キャリアサンプル毎に配置されたＣＰキャリアを用いたＯＦＤＭ信号の例を用いて説明する。

第一の従来例で示した相関波形(図４)は、実際には、上記の様にＣＰキャリアのシンボル全期間にわたる相関性により、波形のフロア(信号の底辺部分)が上昇してしまう。図９は、これらのガードインターバル相関波形の比較について説明した図である。点線は図４で示したＣＰが存在しない場合のガードインターバル相関波形であり、実線はＣＰを挿入した場合の相関波形である。

このフロア上昇率は、８キャリア間隔でＣＰが挿入されている場合には、ピーク値の１／８にまで増加し、さらにＣＰの振幅が４／３と通常のデータキャリアよりも大きい場合には、ピーク値の０．２２倍にフロアが位置してしまうことがある。

【００１２】

この様に相関波形のフロアが上昇してしまうと、ピーク位置の検出結果に誤差が発生してしまう可能性が高くなる。　伝送路では、少なからず雑音が混入するので、確率的には本来のガードインターバル相関ピーク値よりも大きい値が生ずる可能性がある。　そのため、フロアが上昇した状態では、少ない雑音であってもピーク位置を誤検出し、サンプリングクロックの制御に悪影響を及ぼしてしまう可能性が高くなるという欠点が挙げられる。

また、受信信号に対して上記ピーク位置に基づいてＦＦＴ復調窓を設ける場合に、ピーク位置を誤検出し易いため、シンボル間干渉が生じてしまうという欠点

も発生する。

【００１３】

第二の従来例では、上記で説明した様に、ＣＰキャリアは異なったシンボルであっても、シンボルの全期間にわたって相関性を有するため、マルチパスが混入すると図１０に示すように、主波あるいは反射波同士のＣＰがそれぞれ相関性を有し、更に、主波と反射波のＣＰの相関性も絡み合って複雑な相関波形を生成してしまう。

その結果、図１１に示す遅延プロファイルにも波形の乱れが生じ、レベルの小さい反射波は観測不能になってしまうという欠点も挙げられる。

【００１４】

本発明はこれらの欠点を除去し、パイロットキャリアが挿入された場合のガードインターバルの相関演算を行う際、パイロットキャリアの相関成分による悪影響を除去し、データキャリアの相関性のみを抽出することで、ガードインターバルの相関演算を用いた同期処理、あるいは遅延プロファイルの生成等の性能向上を図ることを目的とする。

【００１５】

【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的を達成するため、複数のキャリアを用いて情報符号を伝送するマルチキャリア変調方式であって、該変調信号に振幅、位相が固定的であるパイロットキャリアが定期的に挿入されている信号を受信する受信装置において、受信信号と該受信信号を所定シンボル期間長あるいは上記パイロットキャリアの繰り返し周期に相当する期間長遅延させた信号との相互相関を演算する相関演算手段を有し、当該相関演算結果から上記パイロットキャリアにおける相関成分を抽出するようにしたものである。

また、ガードインターバルを有するＯＦＤＭ方式であって、該変調信号に振幅、位相が固定的であるパイロットキャリアが定期的に挿入されている信号を受信する受信装置において、受信信号と該受信信号を所定シンボル期間長あるいはガードインターバル期間長遅延させた信号との相互相関を演算する相関演算手段と、上記受信信号あるいは上記所定シンボル期間長遅延させた受信信号と当該受信

信号に対し相対的に有効シンボル期間長ずらした信号との相互相関を演算する相関演算手段と、上記後者の相関演算結果から上記前者の相関結果を減算する手段を有する受信装置である。

また、減算結果に基づき当該受信装置の受信サンプリングクロック周波数を送信側のクロック周波数に同期させるよう制御する手段を有する受信装置である。

また、減算結果に基づき当該受信装置のＦＦＴ演算の時間窓位置を制御する手段を有する受信装置である。

また、減算結果に基づき遅延プロファイルを生成する手段を有する受信装置である。

【００１６】

【発明の実施の形態】

以下、本発明によるＯＦＤＭ伝送装置について、図１に図示する実施形態により詳細に説明する。

受信アンテナ１に入力された受信信号は、高周波部２、中間周波数部３を経由し、ベースバンド信号に変換される。　このベースバンド信号は、Ａ／Ｄ変換器４により、アナログ信号からディジタル信号に変換され、受信サンプリング系列（Ｒ）となる。

受信サンプリング系列（Ｒ）は、有効シンボル遅延器１１とＮシンボル遅延器１２に入力され、サンプリングクロック単位で所定の期間、遅延される。

有効シンボル遅延器１１は、ＯＦＤＭシンボルの有効シンボル期間長分の遅延を行い、Ｎシンボル遅延器１２は、例えば１シンボル分の遅延を行う。　Ｎシンボル遅延器１２での遅延量はシステムによって異なるが、具体例については後述する。

受信サンプリング系列(Ｒ)と、有効シンボル遅延器１１の出力信号(ＶＤ)は、相関器１３に入力される。　相関器１３は、信号(Ｒ)と信号(ＶＲ)の相互相関演算を行い、それぞれの信号の相関性を算出する。

また、受信サンプリング系列(Ｒ)とＮシンボル遅延器１２の出力信号(ＳＤ)は相関器１４に入力される。　相関器１４は相関器１３と同様の構成であり、信号(Ｒ)と信号(ＳＤ)の相関性を算出する。

【００１７】

次に、これらガードインターバル相関演算の様子について、図１２を用いて、詳細に説明する。　上段の矩形は受信サンプリング系列(Ｒ)を示し、中段は有効シンボル遅延器１１の出力信号(ＶＤ)を、下段はＮシンボル遅延器１２の出力信号(ＳＤ)を、示している。

太い実線で囲まれた領域はＯＦＤＭ信号の１シンボルを表し、その前半と後半の端部に網かけしてあるが、前半端部はガードインターバル、後半端部はガードインターバルと同一の信号成分を有している部分を表している。

ここで図１２の中央部分の太い点線内の信号に着目して説明する。　ここで、信号(Ｒ)のドットで網かけされた部分と信号(ＶＤ)のドットで網かけされた部分は、同じシンボルの後半端部と前半端部であり、雑音や歪みが存在しない限り、同一の信号成分である。

そのため、これらの信号を相関器１３にて相関性を算出すると、高い相関性を得ることが出来る。　この相関成分は、データキャリアとＣＰキャリア、即ち、ＯＦＤＭ信号の全てのキャリアが同一の成分であるので、データキャリアとＣＰキャリアの相関性の合成となる。

【００１８】

次に、相関器１４では、信号(Ｒ)と信号(ＳＤ)の相関性を演算するが、これは信号(Ｒ)のドット網かけ部分と信号(ＳＤ)の斜線網かけ部分の相関演算である。この場合も、ドット網かけ部分と斜線網かけ部分の相関成分は、それぞれデータキャリアとＣＰキャリアの合成となるが、異なるシンボルであるために、データキャリアについては、相関性を有さない。

しかし、ＣＰキャリアは、図８（ａ）で説明したように、振幅、位相が一定であるため、シンボルが異なっても、それらの相関成分には相関性が現れる。

このように、相関器１３からはデータキャリアとＣＰキャリアの相関性の合成成分、相関器１４からはＣＰキャリアの相関成分が出力される。

そこで、減算器１５によって、データキャリアとＣＰキャリアの合成相関成分である相関器１３の出力信号から、ＣＰキャリアの相関成分である相関器１４の出力信号を減算する。　この処理を行うことにより、データキャリアとＣＰキャ

リアの合成相関成分からＣＰキャリアの相関成分を除去し、データキャリアのみのガードインターバル相関成分を抽出することが出来る。

【００１９】

従来例の第一点目の項で述べたガードインターバルの相関演算は、ＣＰが挿入されると図９の実線で示したようにフロアが上昇してしまうが、このフロア成分はＣＰキャリア同士の相関成分であるので、上記のように、減算器１５にてＣＰの相関成分を除去すれば、図９の点線で示したようにフロア成分が低減する。

これによって、相関波形のピーク位置を誤検出する可能性が軽減するといった効果が得られる。

従って、減算器１５から得られる相関値信号は、相関波形の正しいピーク位置を示すものとなるため、シンボルタイミング検出部５において、このピーク位置が一定になるように、ＶＣＯ制御部６を介し、ＶＣＯ７のサンプリングクロック周波数を制御することで、正確なクロック再生処理を実現することが出来る。また、シンボルタイミング検出部５において、この正しいピーク位置に基づいてＦＦＴ演算の時間窓位置を制御する制御信号を生成し、ＦＦＴ演算部８への受信サンプリング系列(Ｒ)の取り込みタイミングを制御することにより、シンボル間干渉の生じない、正しいＦＦＴ演算処理を行うことができる。

【００２０】

第二点目については、図１０、図１１に示す様に、ガードインターバルの相関及び遅延プロファイルにＣＰの相関成分が混入しているため、波形に乱れが生じているが、同様に減算器１５においてＣＰの相関成分を除去すれば、図５、図６に示すように波形の乱れがなくなる。　すなわち、微分器１０の出力は、ＣＰが存在しない場合の遅延プロファイルと同様に、精度の良い遅延プロファイル波形を観測することが出来る。

【００２１】

次に、上記でＮシンボル遅延器１２の遅延量について説明を割愛したが、以下に遅延量の具体例について説明する。

基本的にはＮシンボルの遅延量はＣＰキャリアの相関性のみを抽出出来れば、どのような値であっても良い。つまり、遅延量を２シンボル期間長分としても、

２シンボル前のＣＰキャリアの振幅、位相が同一であれば相関性を抽出出来る。

一般的に、遅延量はＮシンボル(Ｎは１以上の整数)とすれば良いが、移動体伝送等では伝搬路の状況が時々刻々と変化するので、Ｎシンボルの時間差があってもほぼ同一の伝搬路環境であることが条件として挙げられる。

【００２２】

使用される周波数帯域が低い場合は、フェージング速度が低くなるため、Ｎの値が比較的大きくても伝搬路環境の変化は少ないが、周波数帯域が高くなると、フェージング速度も速くなるので、Ｎの値を小さくしたほうが良い。

Ｎの値が小さい方が遅延量も少なく、使用するメモリ容量も少なくなるため、一般的には、Ｎ＝１として最も遅延が少なくなるように選定する。

また、挿入されるパイロットキャリアは図８で説明したように、ＣＰキャリアの他に、ＳＰキャリアが挿入されることがある。

ＳＰキャリアが挿入されている場合には、Ｎシンボル遅延器１２の遅延量は、ＳＰキャリアの挿入間隔に設定すれば、ＳＰキャリアの相関性を抽出することが出来る。

図８（ｂ）の例で説明すると、このＳＰキャリアの挿入間隔は８シンボル間隔であるので、Ｎ＝８(８シンボルの遅延)とすることにより、ＳＰキャリア同士の相関性を得ることが出来る。

【００２３】

次に、図１で説明した本発明による構成から、遅延に必要なメモリ容量を低減することが出来る構成について、図１３を用いて説明する。　ここで、図１３は遅延に必要なメモリ容量を削減した場合の構成について説明した図であり、図１の受信アンテナ１からＡ／Ｄ変換器４までの構成及びシンボルタイミング検出部５から微分器１０までの構成を省略しており、図１の有効シンボル遅延器１１をガードインターバル遅延器２１に、Ｎシンボル遅延器１２をシンボル遅延器２２に置き換え、減算器１５の＋端子と－端子を入れ換えた構成である。

図１３の入力信号には、図１と同様に受信サンプリング系列(Ｒ)が入力され、ガードインターバル遅延器２１とシンボル遅延器２２に入力される。　ガードインターバル遅延器２１では、ガードインターバル期間長の遅延を、シンボル遅延

器２２では１シンボル期間長の遅延を施す。

【００２４】

図１２と同様に、これらガードインターバル相関演算の様子を、図１４の太い点線内を中心にして説明する。

ここで、ガードインターバル遅延器２１の出力信号(ＧＤ)の斜線網かけ部分と受信サンプリング系列(Ｒ)のドット網かけ部分に対して相関演算を行うと、異なるシンボルのため、相関器１３ではＣＰのみの相関性が算出される。

また、ガードインターバル遅延器２１の出力信号(ＧＤ)の斜線網かけ部分と、シンボル遅延器２２の出力信号(ＳＤ’)の斜線網かけ部分の相関演算を行うと、同じシンボルであるため、相関器１４ではデータキャリアとＣＰの合成相関性が算出される。

減算器１５では、図１とは逆に、相関器１４の出力信号であるデータキャリアとＣＰキャリアの合成相関性から、相関器１３の出力信号であるＣＰキャリアの相関性を減算することにより、図１と同様の効果を得ることが出来る。

【００２５】

次に、図１と図１３の構成における、遅延に必要なメモリ容量の比較をする。ここでは、有効シンボル長を１０２４サンプル、ガードインターバル長を１２８サンプルを例にとって説明する。

図１の有効シンボル遅延器１１では１０２４サンプル分の遅延が、Ｎシンボル遅延器１２では１１５２サンプル分(１０２４＋１２８)の遅延が必要となるため、合計２１７６サンプル分の遅延容量が必要となる。

それに対して、図１３の構成では、ガードインターバル遅延器２１では１２８サンプル分の遅延が、シンボル遅延器２２では１１５２サンプル分の遅延が必要となり、合計１２８０サンプル分の遅延容量となり、約０．６倍のメモリ容量で実現出来ることになる。

【００２６】

次に、図１３の構成において、更にメモリ容量を削減した場合の構成について図１５を用いて説明する。

図１５は、図１３の構成において、シンボル遅延器２２を除去し、ガードイン

ターバル遅延器２１の出力を有効シンボル遅延器１１の入力に接続し、有効シンボル遅延器１１の出力を相関器１４の入力に接続した構成である。

図１３で説明した様に、シンボル遅延器２２は、受信サンプリング系列(Ｒ)に対して１シンボル期間長の遅延を行う必要があるが、ガードインターバル遅延器２１でガードインターバル期間長の遅延を行っているので、その出力信号を有効シンボル遅延器１１において有効シンボル期間長の遅延を行うことで、合計して１シンボル期間長の遅延を行うことが出来る。

図１５の構成における必要メモリ容量は、ガードインターバル遅延器２１での１２８サンプル分の遅延と、有効シンボル遅延器１１での１０２４サンプル分の遅延となり、合計１１５２サンプル分の遅延となる。　これは、図１の構成に対して、約０．５倍のメモリ容量で実現出来ることになる。

【００２７】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明により、パイロットキャリアが挿入された場合のガードインターバルの相関演算を行う際、パイロットキャリアの相関成分による悪影響を除去し、データキャリアの相関性のみを抽出することで、ガードインターバルの相関演算を用いた同期処理、あるいは遅延プロファイルの生成等の性能を向上させることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図１】

本発明のＯＦＤＭ受信装置における同期再生、遅延プロファイル生成処理構成の一実施例を示すブロック図

【図２】

ＯＦＤＭ信号の信号構成を示す波形図

【図３】

ＯＦＤＭ信号のシンボル構成を示す波形図

【図４】

ガードインターバル相関波形(サンプル方向積分)を示す波形図

【図５】

ガードインターバル相関波形(シンボル方向平均)を示す波形図

【図６】

遅延プロファイル波形を示す波形図

【図７】

１６ＱＡＭの信号点配置を示す模式図

【図８】

パイロットキャリアの配置を示す模式図

【図９】

ＣＰが挿入された場合のガードインターバル相関波形を示す図

【図１０】

ＣＰが挿入された場合のガードインターバル相関波形を示す図

【図１１】

ＣＰが挿入された場合の遅延プロファイル波形を示す図

【図１２】

本発明の有効シンボル遅延器１１とＮシンボル遅延器１２の動作を説明する図

【図１３】

本発明の他の実施例を示すブロック図

【図１４】

本発明のガードインターバル遅延器２１とシンボル遅延器の動作を説明する図

【図１５】

本発明の他の実施例を示すブロック図

【図１６】

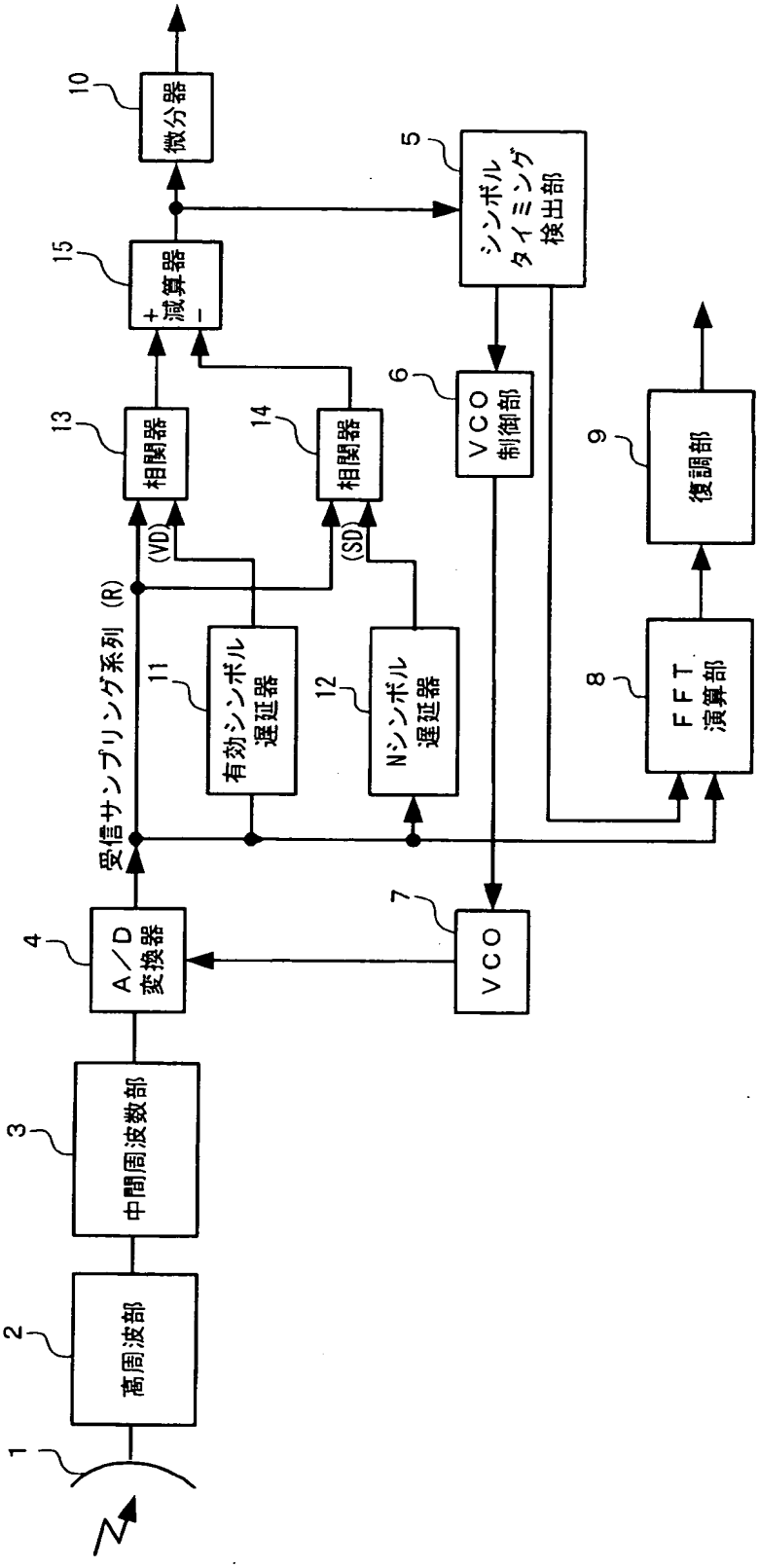
従来のＯＦＤＭ受信装置における同期再生、遅延プロファイル生成処理構成の一例を示すブロック図

【符号の説明】

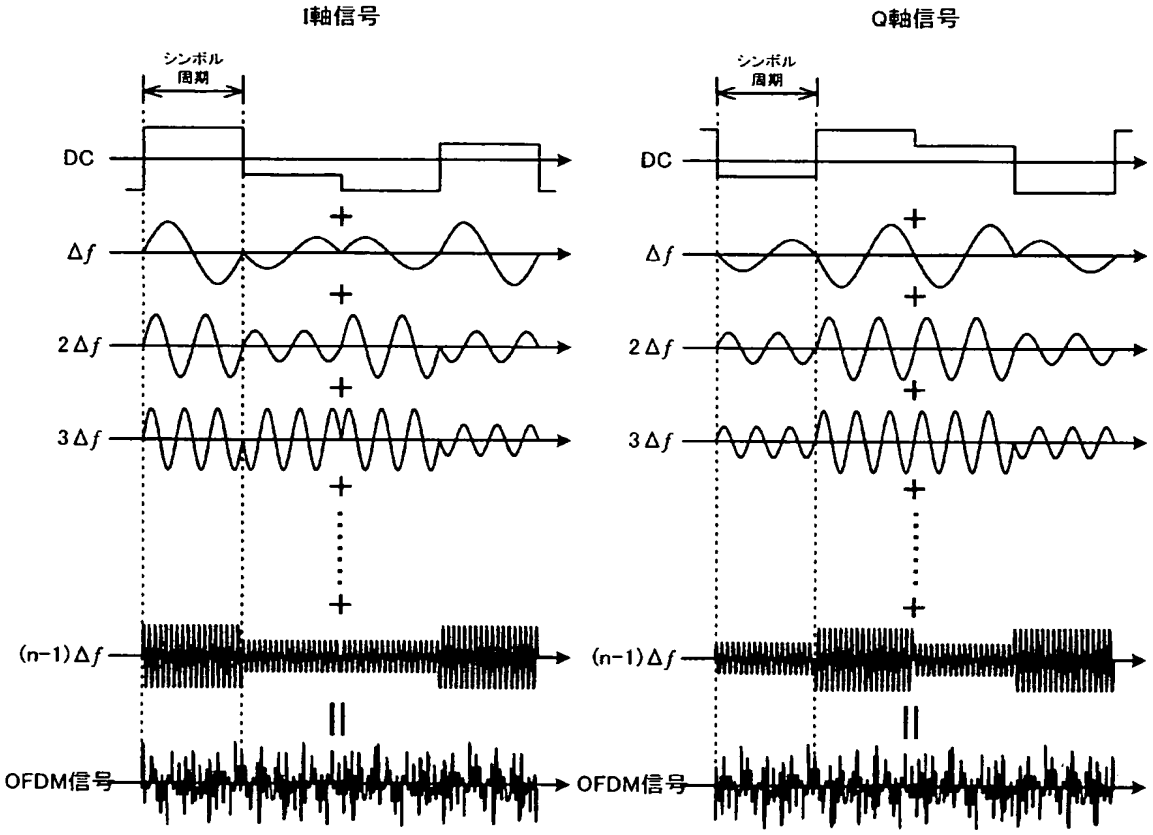
１１：有効シンボル遅延器、１２：Ｎシンボル遅延器、１３，１４：相関器、１５：減算器、２１：ガードインターバル遅延器、２２：シンボル遅延器。

【書類名】　　図面

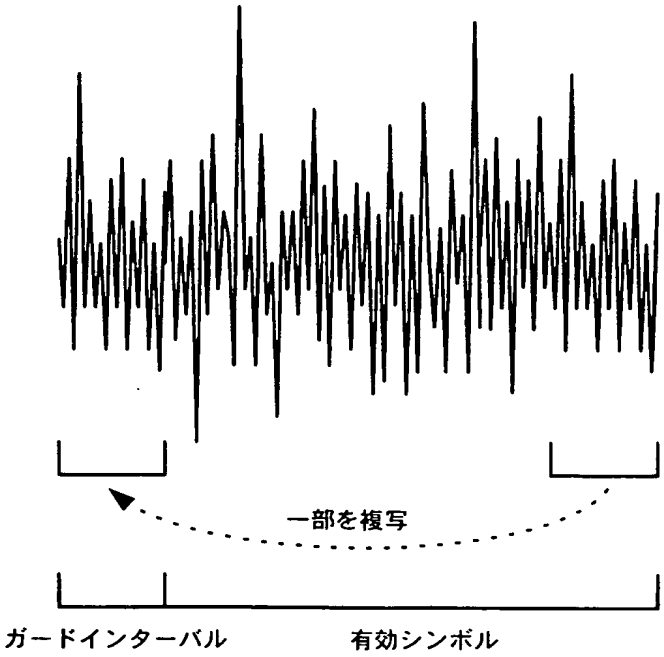
【図１】


1
2
高周波部
3
中間周波数部
4
A／D
変換器
5
シンボル
タイミング
検出部
6
VCO
制御部
7
VCO
8
FFT
演算部
9
復調部
10
微分器
11
有効シンボル
遅延器
12
Nシンボル
遅延器
13
相関器
14
相関器
15
+
減算器
−
受信サンプリング系列（R）
(VD)
(SD)

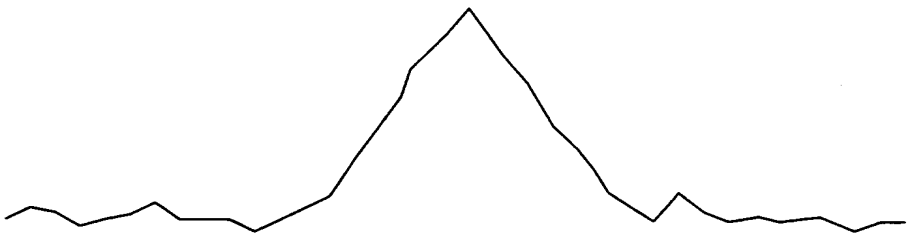
【図２】



【図３】

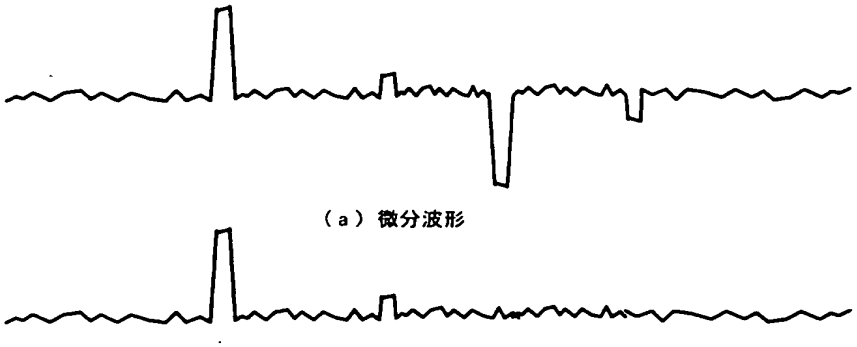


【図４】



【図５】

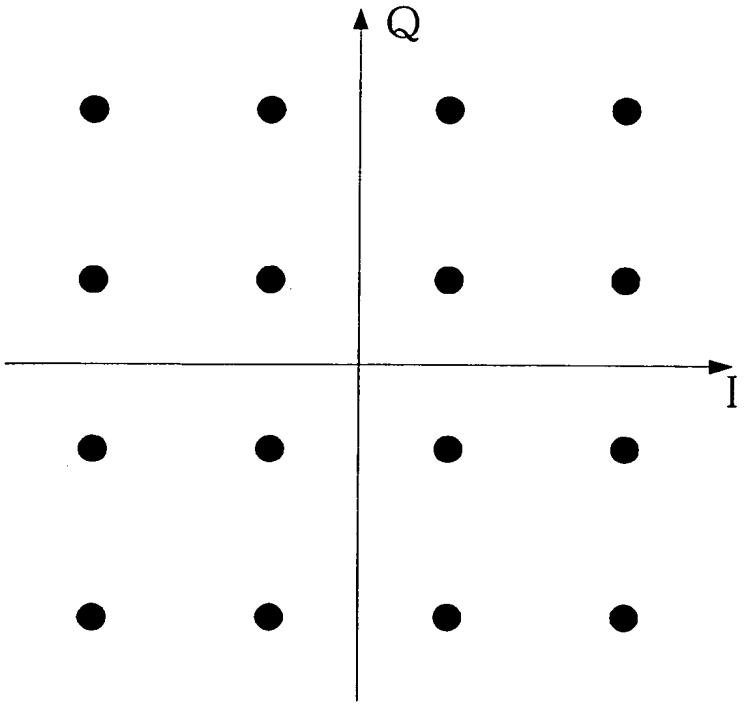
【図６】



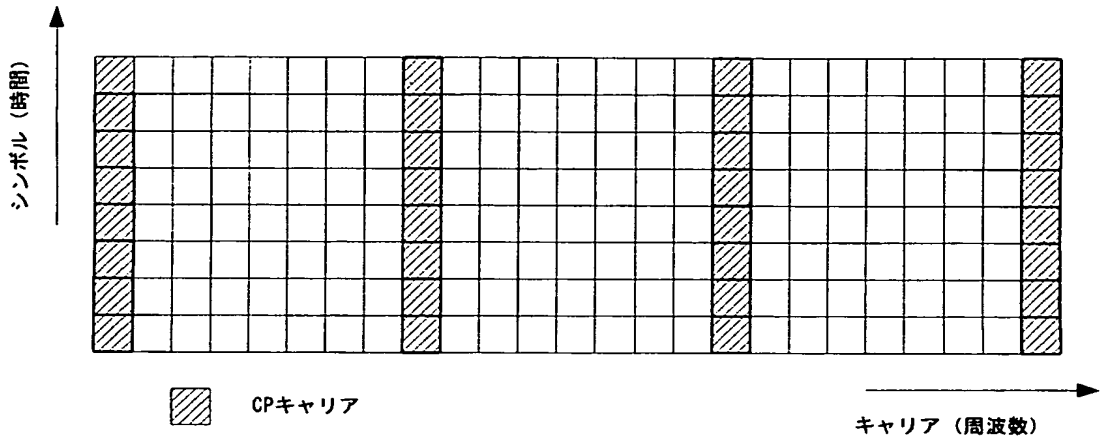
（ａ）微分波形

（ｂ）遅延プロファイル

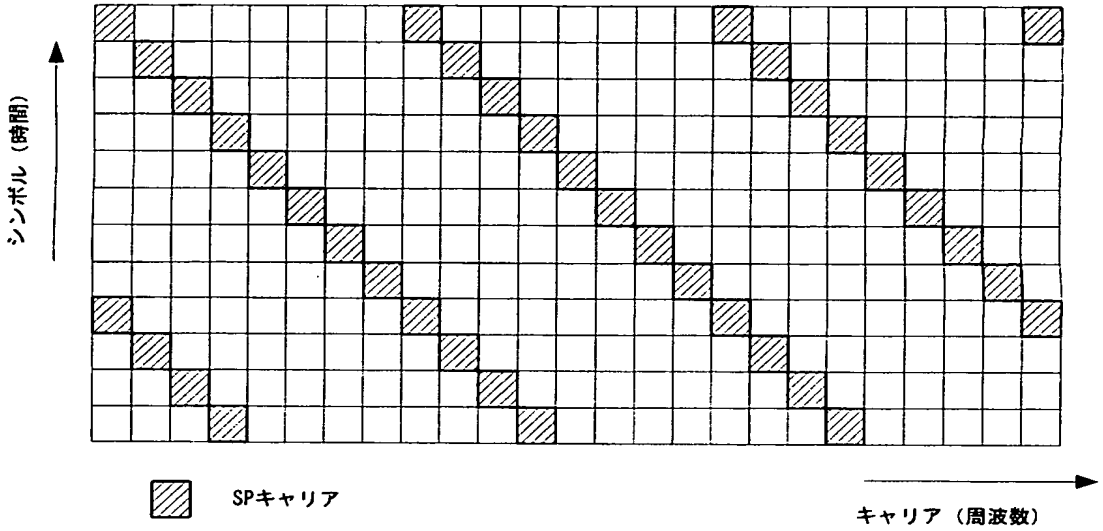
【図７】



【図８】

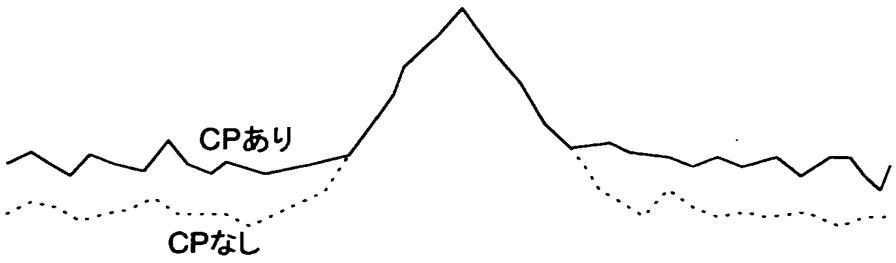


（ａ）CPキャリアの配置

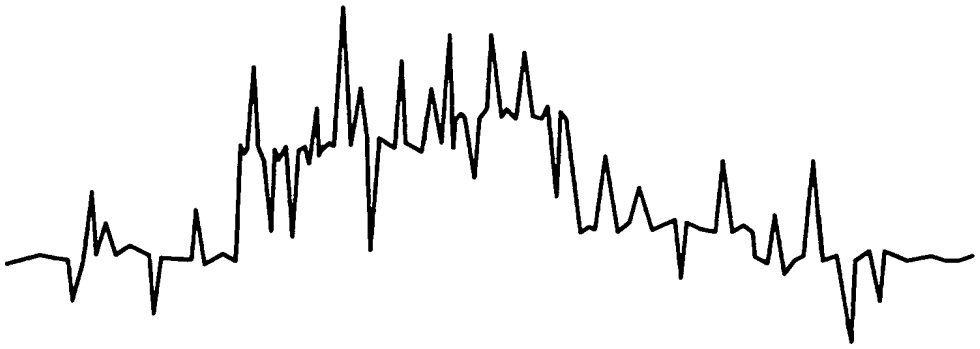


（ｂ）SPキャリアの配置

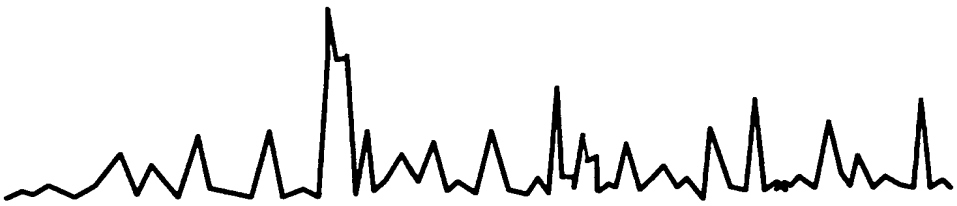
【図９】



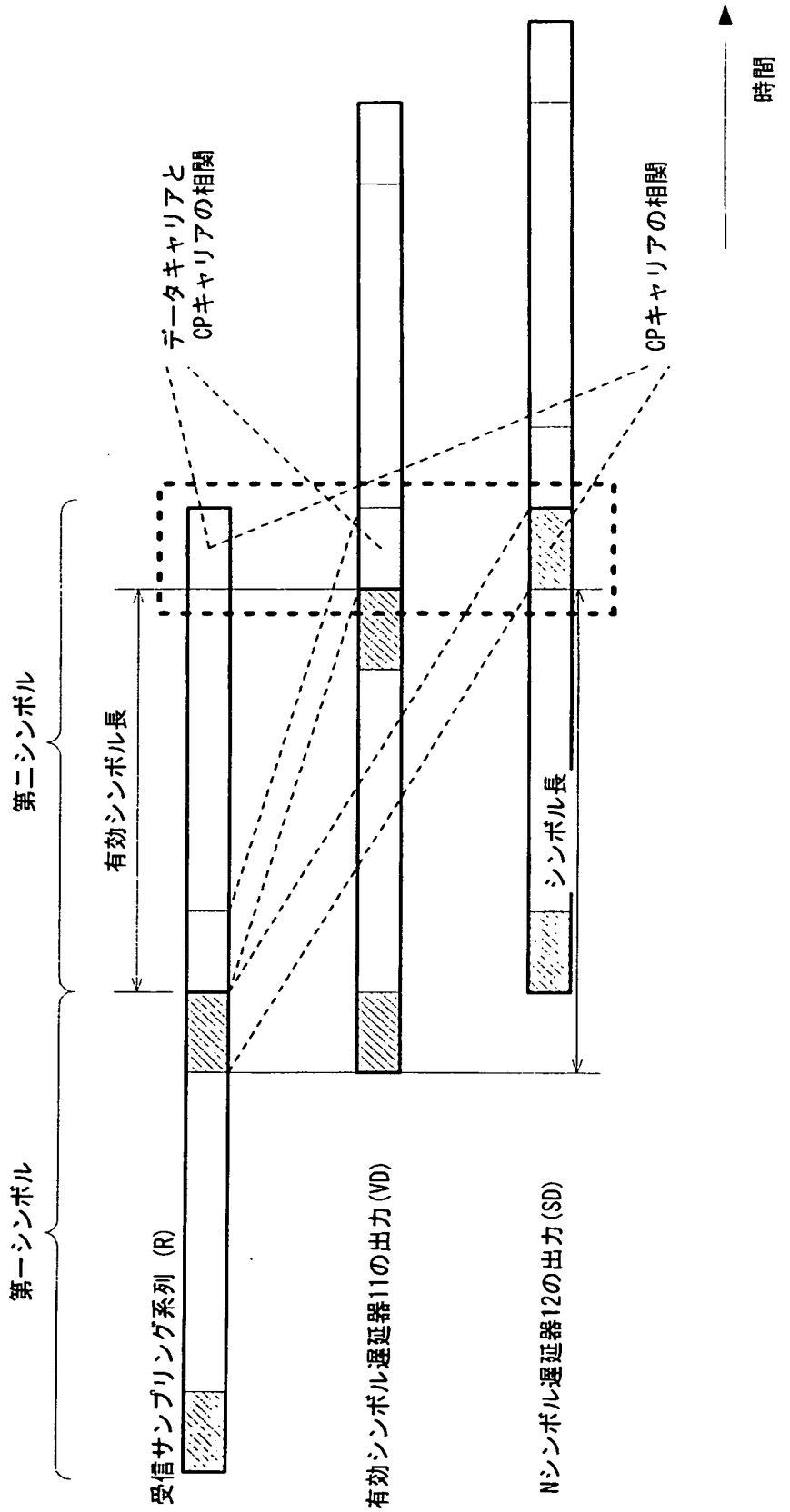
【図１０】



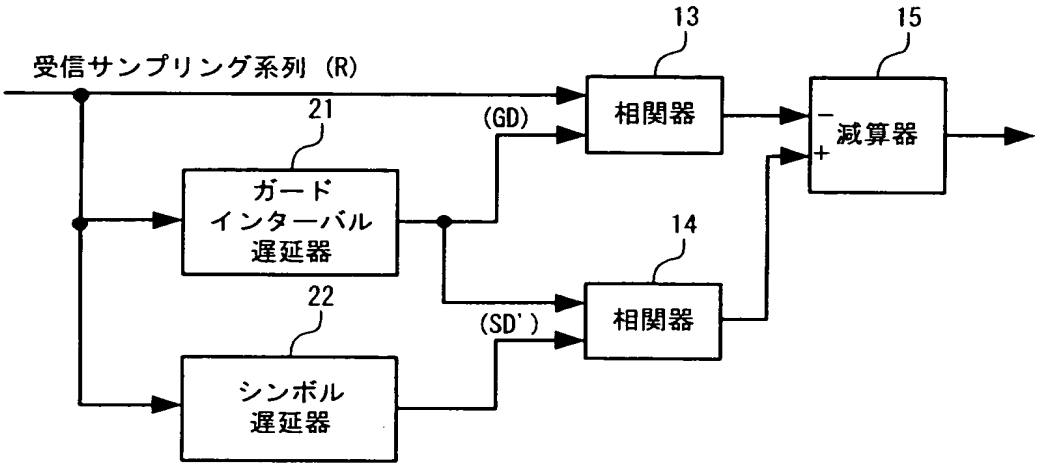
【図１１】



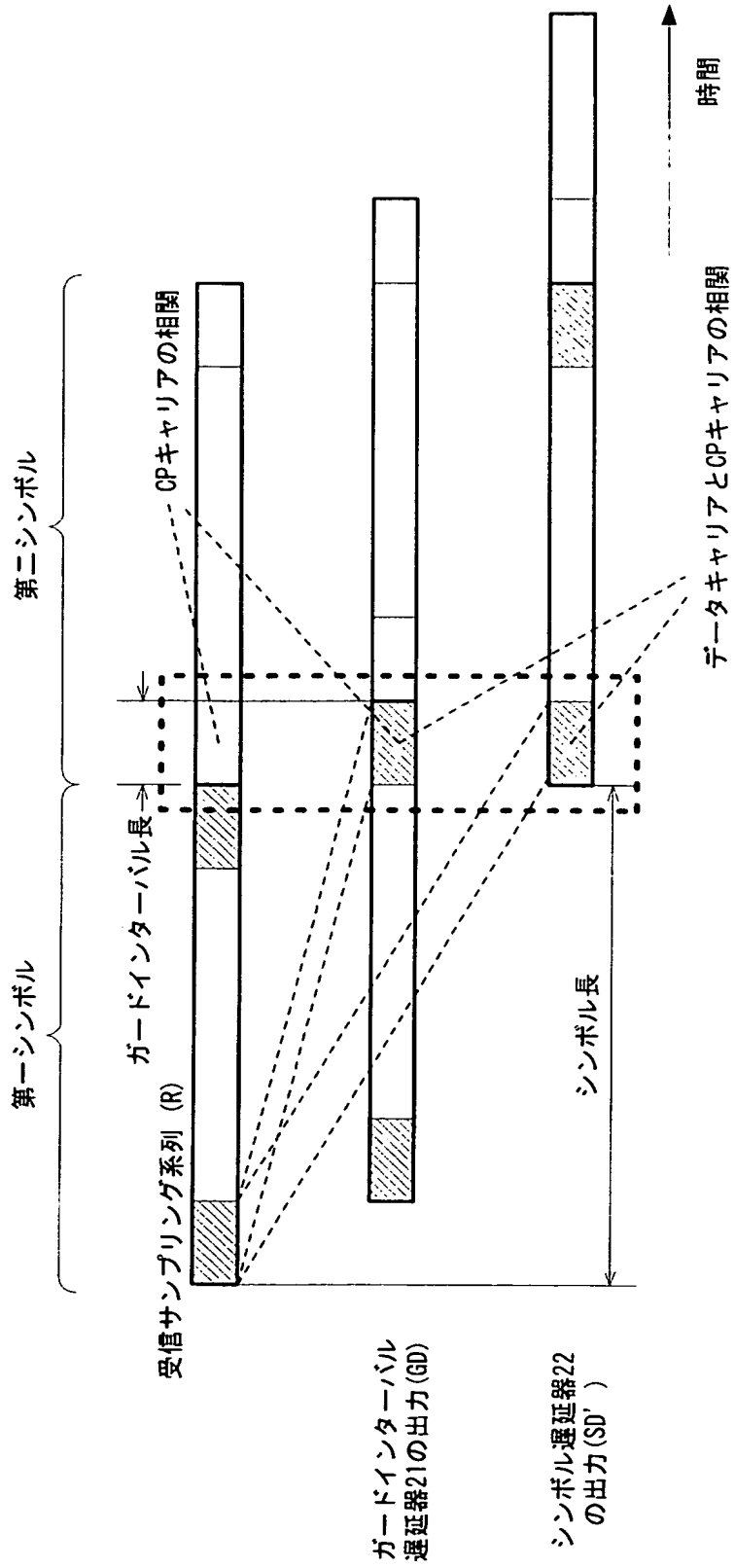
【図１２】


時間
データキャリアと
CPキャリアの相関
CPキャリアの相関
第二シンボル
有効シンボル長
シンボル長
第一シンボル
受信サンプリング系列（R）
有効シンボル遅延器11の出力(VD)
Nシンボル遅延器12の出力(SD)

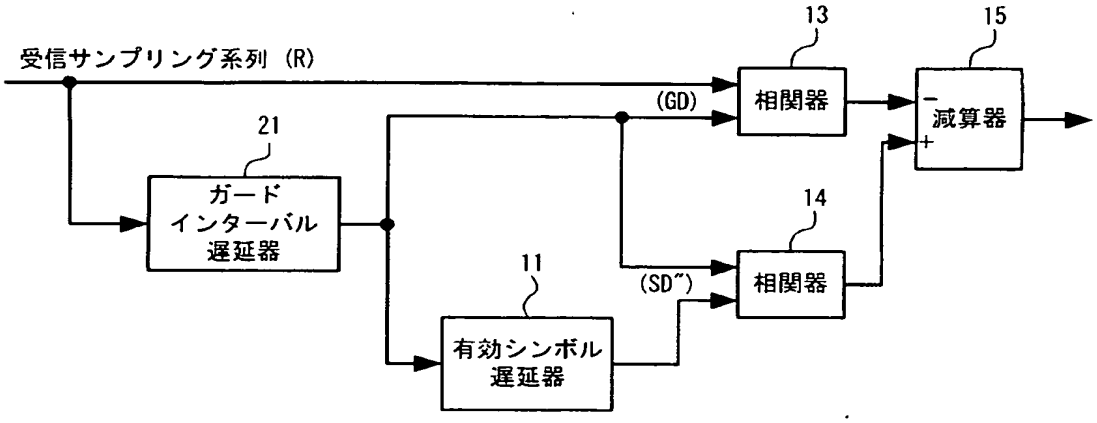
【図１３】


受信サンプリング系列（R）
13
15
相関器
減算器
21
(GD)
ガード
インターバル
遅延器
14
22
(SD')
相関器
シンボル
遅延器

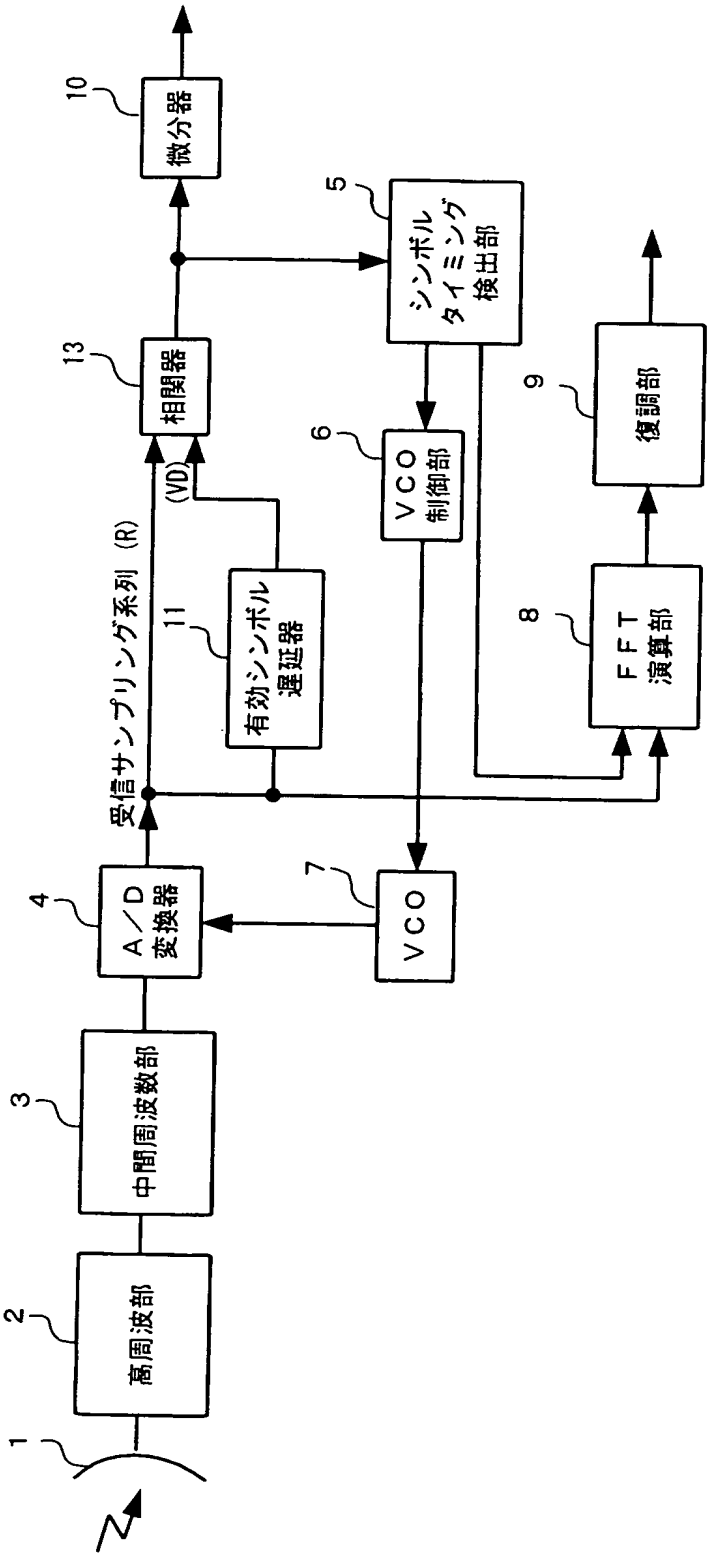
【図１４】


第二シンボル
第一シンボル
CPキャリアの相関
ガードインターバル長
受信サンプリング系列（R）
ガードインターバル
遅延器21の出力(GD)
シンボル遅延器22
の出力(SD')
シンボル長
データキャリアとCPキャリアの相関
時間

【図１５】


受信サンプリング系列（R）
13
15
相関器
減算器
(GD)
21
ガード
インターバル
遅延器
14
11
(SD″)
相関器
有効シンボル
遅延器

【図１６】


1
2
高周波部
3
中間周波数部
4
A／D
変換器
受信サンプリング系列（R）
(VD)
13
相関器
10
微分器
5
シンボル
タイミング
検出部
6
VCO
制御部
7
VCO
11
有効シンボル
遅延器
8
FFT
演算部
9
復調部

【書類名】　要約書

【要約】

【課題】　ガードインターバルを有するＯＦＤＭ方式において、パイロットキャリアの相関成分による悪影響を除去し、データキャリアの相関性のみを抽出することで、ガードインターバルの相関演算を用いた同期処理、遅延プロファイルの生成等の性能向上を図ること。

【解決手段】　ガードインターバルを有するＯＦＤＭ方式であって、パイロットキャリアが定期的に挿入されている信号を受信する受信装置において、受信信号と該受信信号を所定シンボル期間長あるいはガードインターバル期間長遅延させた信号との相互相関を演算する相関演算手段と、受信信号あるいは所定シンボル期間長遅延させた受信信号と当該受信信号に対し相対的に有効シンボル期間長ずらした信号との相互相関を演算する相関演算手段と、後者の相関演算結果から前者の相関結果を減算する手段を有する受信装置。

【選択図】　図１

特願２００２－２９５２４２

出　願　人　履　歴　情　報

識別番号　　［０００００１１２２］

１．変更年月日　　２００１年　１月１１日
［変更理由］　　名称変更
住　所　　東京都中野区東中野三丁目１４番２０号
氏　名　　株式会社日立国際電気

２．変更年月日　　２００３年　５月　６日
［変更理由］　　名称変更
住所変更
住　所　　東京都中野区東中野三丁目１４番２０号
氏　名　　株式会社日立国際電気